

doi:10.15199/48.2022.03.02

Sterowany elektronicznie zasilacz z kompensacją temperatury do krzemowych fotopowielaczy (SiPM)

Streszczenie. W artykule przedstawiono zasadę działania, projekt i sposób obliczania elementów zasilacza do układów krzemowych fotopowielaczy (SiPM). Zasilacz jest skompensowany termicznie i wyposażony w analogowe wejście do regulacji napięcia wyjściowego. Podano i omówiono wyniki testów zbudowanego egzemplarza.

Abstract. This article presents the design, principle of operation and the method of calculating component values of power supply designed for silicon photomultipliers (SiPM). The power supply is thermally compensated and equipped with an analog input to regulate the output voltage. The results of the tests of the constructed prototype are presented and discussed. (The design of power supply or silicon photomultipliers)

Słowa kluczowe: zasilacz stabilizowany, krzemowy fotopowielacz (SiPM), kompensacja termiczna, sprzężenie zwrotne.

Keywords: stabilised power supply, silicon photomultiplier, thermal compensation, feedback.

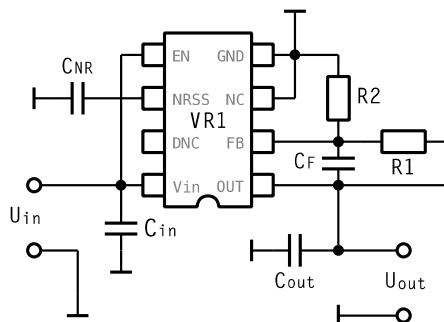
Wprowadzenie

Krzemowe fotopowielacze SiPM, wykorzystywane m. in. w scyntylacyjnych detektorach promieniowania gamma, stają się coraz popularniejsze. Mają one wiele zalet, do których należą w szczególności: niewielkie wymiary, mały pobór prądu i niskie napięcie zasilające. Napięcie zasilające ma istotny wpływ na parametry fotopowielacza; powinno być jak najlepszej jakości – stabilne krótko i długoterminowo, pozbawione tętnień, zakłóceń i o możliwie małym poziomie szumów. Ponadto, w celu zapewnienia stabilności pomiarów, powinno ono być w sposób liniowy zależne od temperatury, zgodnie z dodatnim współczynnikiem temperaturowym krzemowych fotopowielaczy wynoszącym do kilkudziesięciu mV/K. W niniejszym artykule opisano praktyczną realizację zasilacza dostarczającego napięcia o wymienionych parametrach.

Zasada działania

Istnieje wiele sposobów polaryzacji układów SiPM [1–4]. Zalecane przez producentów konfiguracje obejmują zarówno dodatnie jak i ujemne napięcia (względem masy układu). W artykule opisano zasilacz napięcia ujemnego, jednak w analogiczny sposób można skonstruować zasilacz napięcia dodatniego.

Opisany w niniejszym artykule zasilacz jest dedykowany do fotopowielacza MicroFC-60035-SMT firmy SensL [5], i spełnia wszystkie wymienione wymagania, a po prostym przeliczeniu wartości elementów może być użyty do innych typów SiPM. Dodatkowo układ został rozbudowany o możliwość elektronicznej regulacji napięcia wyjściowego poprzez zmianę napięcia na wejściu analogowym.



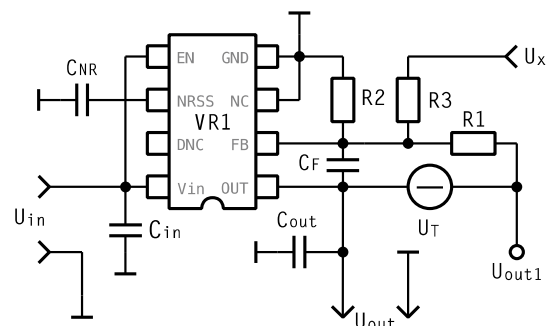
Rys. 1. Podstawowy układ stabilizatora

Do budowy zasilacza wykorzystano liniowy stabilizator napięcia ujemnego typu LDO (ang. low drop out)[6] o oznaczeniu TPS7A30 firmy Texas Instruments, o bardzo dobrych parametrach [7]. Użycie układu LDO podyktowane było ograniczeniem do minimum mocy strat, co ma istotne znaczenie w przenośnych urządzeniach zasilanych bateryjnie. Wymaganą kompensację napięcia wyjściowego w zależności od temperatury oraz możliwość ustawiania napięcia wyjściowego przez wejście analogowe uzyskano dzięki odpowiedniej modyfikacji pętli sprzężenia zwrotnego, opisanej w dalszej części artykułu.

Podstawowy schemat aplikacyjny układu TPS7A30 przedstawia rysunek 1. Jak widać, jest to klasyczny układ stabilizacji z ujemnym sprzężeniem zwrotnym [8]. Napięcie wyjściowe jest ustalane za pomocą rezystorów R1 i R2. W zakresie dopuszczalnych warunków pracy stabilizatora napięcie na wejściu FB jest równe w przybliżeniu wewnętrznemu napięciu referencyjnemu Uref i wynosi typowo -1,176 V. Prąd wejścia FB jest pomijalnie mały (na podstawie noty aplikacyjnej), wobec tego napięcie wyjściowe wynosi:

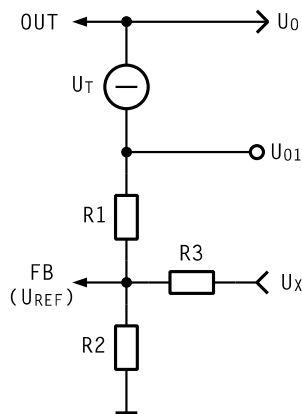
$$(1) U_O = R1 \times U_{REF} / R2 + U_{REF} = U_{REF} \times (R1/R2 + 1)$$

Kondensator CF poprawia właściwości dynamiczne układu, natomiast CNR redukuje napięcie szumów. Wejście EN służy do włączania/wyłączania regulatora; w opisywanym zastosowaniu nie jest używane (na stałe połączone z wejściem VIN) – układ działa od razu po podłączeniu zasilania. Kompensację termiczną uzyskano dzięki dodaniu szeregowo z rezystorem R1 źródła napięciowego UT o odpowiednio dobranej charakterystyce temperaturowej, natomiast zmiany napięcia wyjściowego wymuszane są przez napięcie regulacyjne na wejściu UX, połączone rezystorem R3 z wejściem FB układu scalonego.



Rys. 2. Zmodyfikowany układ stabilizatora

Schemat zmodyfikowanej wersji zasilacza pokazano na rysunku 2. W tym układzie napięcie wyjściowe U_{OUT} jest sumą napięcia U_{OUT1} (określonego przez rezystory $R1$, $R2$, $R3$, napięcie U_{REF} i napięcie sterujące U_X) i napięcia U_T . Jeśli więc napięcie U_T będzie mieć odpowiednią charakterystykę temperaturową, to taką samą charakterystykę uzyska napięcie wyjściowe U_{OUT} . Biorąc to pod uwagę i pamiętając, że prąd płynący przez wyprowadzenie FB jest pomijalnie mały, w dalszych rozważaniach można posługiwać się uproszczonym schematem zastępczym przedstawionym na rysunku 3.



Rys. 3. Uproszczony schemat zastępczy

Obliczenie wartości elementów

W dalszej części pracy będą używane następujące oznaczenia:

- U_O – napięcie wyjściowe
- U_T – napięcie skompensowanego źródła napięciowego
- U_{O1} – napięcie wyjściowe pomniejszone o U_T
- U_X – napięcie sterujące
- U_{REF} – napięcie referencyjne

1. Dzielnik rezystorowy $R1$, $R2$, $R3$

Obliczenia wartości poszczególnych elementów można dokonać np. wykorzystując znane warunki brzegowe pracy zasilacza:

a) zmiana napięcia sterującego o założoną wartość ΔU_X (od minimalnej do maksymalnej) musi w danej temperaturze spowodować zmianę napięcia wyjściowego U_O o założoną wartość ΔU_O , a więc także napięcia U_{O1} o taką samą wartość, przy czym napięcie U_{O1} jest już niezależne od temperatury. Wynika z tego, że

$$(2) \Delta U_{O1} / \Delta U_X = R1 / R3, \text{ czyli } R3 = R1 \times \Delta U_X / \Delta U_{O1}$$

b) dla wartości (hipotetycznej) napięcia sterującego U_X równej U_{REF} , przez rezystor $R3$ nie płynie prąd i napięcie U_{O1} zależy jedynie od wartości rezystorów $R1$ i $R2$:

$$(3) U_{O1} = U_{REF} \times (R1 / R2 + 1)$$

Jeśli teraz napięcie U_X wzrośnie od wartości U_{REF} do U_{XMIN} , to napięcie U_{O1} wzrośnie (co do wartości bezwzględnej) o składnik $R1 \times (U_{XMIN} - U_{REF}) / R3$, osiągając założoną wartość U_{O1MAX} , z czego wynika że

$$(4) U_{O1MAX} = U_{REF} \times (R1 / R2 + 1) - R1 \times (U_{XMIN} - U_{REF}) / R3$$

Z powyższej zależności można już obliczyć wartość rezystora $R1$, kładąc $R3 = R1 \times \Delta U_X / \Delta U_{O1}$:

$$(5) R1 = R2 \{ [U_{O1MAX} + \Delta U_{O1} / \Delta U_X \times (U_{XMIN} - U_{REF})] / U_{REF} - 1 \}$$

c) ujemne sprzężenie zwrotne utrzymuje napięcie na wejściu FB na stałym potencjale U_{REF} , więc przez rezystor $R2$ zawsze płynie jednakowy prąd $IR2$ równy $U_{REF} / R2$ (producent zaleca, aby wynosił on co najmniej 5 μA).

2. Skompensowane termicznie źródło napięcia

Do jego konstrukcji użyto układu ATL432 firmy Texas Instruments. Jest to precyzyjny bocznikowy regulator napięcia (ang. shunt regulator) [3], w którym wymaganą zależność napięcia od temperatury uzyskano przez zastąpienie dolnej gałęzi dzielnika rezystorowego dwójnikiem dioda-rezystor (w rzeczywistym układzie w celu uzyskania właściwego współczynnika temperaturowego zastosowano podwójną diodę). Schemat układu przedstawia rysunek 4. Prąd płynący przez rezystor $R5$ określony jest zależnością

$$(6) IR5 = (U_{REF} - U_D) / R5$$

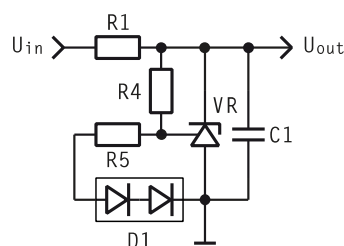
gdzie U_D oznacza spadek napięcia na podwójnej diodzie, a U_{REF} wynosi typowo 2,5 V. Tak jak w przypadku poprzedniego układu, prąd wyprowadzenia referencyjnego można pominać, gdyż jest on 3–4 rzędy wielkości mniejszy niż prąd dzielnika $R4 / R5$. Napięcie wyjściowe jest więc określone zależnością

$$(7) U_{OUT} = U_{REF} + R4 \times (U_{REF} - U_D) / R5,$$

z czego wynika, że współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego będzie co do modułu równy współczynnikowi temperaturowemu podwójnej diody pomnożonemu przez stosunek rezystancji $R4 / R5$:

$$(8) \Delta U_{OUT}(\Delta t) = |\Delta U_D(\Delta t)| \times R4 / R5$$

Ponieważ współczynnik temperaturowy jest w przypadku diody ujemny (w użytecznym praktycznie zakresie temperatur stosowania fotopowielacza 10–30°C, napięcie przewodzenia użytej diody (jednej z dwóch) zmienia się liniowo ze współczynnikiem -2,3 mV/K), napięcie wyjściowe będzie mieć współczynnik temperaturowy dodatni, a przez odpowiedni dobór stosunku rezystorów $R4 / R5$ można uzyskać wymaganą jego wartość dla konkretnego typu fotopowielacza. Oczywiście zmieniając stosunek $R4 / R5$ zmienia się też napięcie U_{OUT} , więc musi to zostać uwzględnione w projekcie.



Rys. 4. Bocznikowy regulator napięcia z kompensacją termiczną

Wymagane wartości napięć i prądów w praktycznym układzie stabilizatora

1. Dla zastosowanego fotopowielacza użyteczny zakres zmian napięcia anoda-katoda (ang. overvoltage) wynosi 5 V, w zakresie od -24,5 V (U_{OMAX}) do -29,5 V (U_{OMIN}) w temperaturze otoczenia 21°C.

2. Napięcie sterujące U_X jest generowane przez przetwornik cyfrowo-analogowy mikrokontrolera i teoretycznie może się zmieniać od 0 V do napięcia zasilania, w tym przypadku do +3,3 V. Jednak uzyskanie skrajnych wartości może być w praktyce trudne do osiągnięcia, dlatego zakres zmian ograniczono do $U_{XMIN} = 0,1$ V, $U_{XMAX} = 3,2$ V.

3. Współczynnik temperaturowy fotopowielacza wynosi według danych katalogowych 21,5 mV/K.

4. W układzie zastosowano podwójną diodę BAV99WT1, której współczynnik temperaturowy przy prądzie przewodzenia rzędu 15 μA wynosi ok. 4,6 mV/K (średnia dla kilkunastu egzemplarzy, wyznaczona na

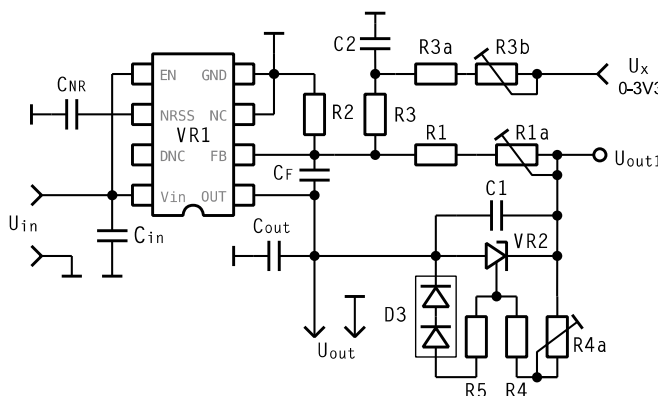
podstawie zmian napięcia przewodzenia przy zmianie temperatury od 10 do 30°C), a napięcie przewodzenia 820 mV (średnia wartość dla kilkunastu egzemplarzy, zmierzona w temperaturze 25°C).

5. Układ ATL432 działa poprawnie już od prądu 35 µA, więc dla zapewnienia marginesu bezpieczeństwa należy ustalić tę wartość na co najmniej 50 µA dla przypadku gdy jest on najmniejszy, czyli gdy napięcie wyjściowe osiąga założoną wartość maksymalną -24,5 V.

6. Napięcie U_{REF} układu VR1 wynosi -1,176 V.

7. Napięcie U_{REF} układu VR2 wynosi 2,5 V.

8. Ze względu na rozrzuty zastosowanych elementów, w rzeczywistym układzie zasilacza trzeba przewidzieć możliwość regulacji jego najważniejszych parametrów: zakresu napięcia wyjściowego i odpowiadającego mu zakresu napięcia sterującego oraz współczynnika kompensacji temperaturowej. Ostateczną, zrealizowaną w praktyce wersję zasilacza przedstawia rysunek 5.



Rys. 5. Finalna wersja zasilacza

W powyższym układzie rezystor R3 z rysunku 3 zastąpiono trzema rezystorami: R3, R3a i rezystorem nastawnym R3b, którym ustala się zakres regulacji (wymaganą różnicę) napięcia wyjściowego. Kondensator C2 służy do redukcji ewentualnych szumów i zakłóceń pochodzących z przetwornika cyfrowo-analogowego. Do rezystora R1 z rysunku 2 dodano szeregowo rezystor nastawny R1a, służący do regulacji napięcia wyjściowego. Natomiast rezystorem nastawnym R4a (R4 i R4a odpowiadają rezystorowi R4 z rysunku 3) reguluje się współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego.

Obliczanie wartości elementów wygodnie jest zacząć od rezystora R2. Jego wartość można dobierać w dość dużych granicach, jednak w celu ograniczenia mocy strat powinna być ona możliwie duża, pamiętając jednak aby płynący przez niego prąd nie był mniejszy niż 5 µA. W zastosowanej konfiguracji musi być on jednak rząd wielkości większy, ze względu na układ VR2, przez który – zgodnie z wcześniejszym założeniem – musi płynąć prąd co najmniej 50 µA. Zastosowano rezystor R2 = 19,1 kΩ, co odpowiada prądowi $1,176/19,1 = 61,6$ µA.

Podobnie łatwo jest wyznaczyć wartość rezystora R5 – prąd przez niego płynący powinien być kilka razy mniejszy niż prąd anoda-katoda układu VR2, a jednocześnie powinien być wielokrotnie większy niż prąd wyprowadzenia sprzężenia zwrotnego (REF), wynoszący według danych katalogowych maksymalnie 150 nA (typowo 30 nA). Przyjęto wartość R5 = 102 kΩ, co w temperaturze 25°C odpowiada prądowi około $(2,5 - 0,82) / 102 = 16,5$ µA.

Ponieważ wymagany współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego wynosi 21,5 mV/K, a dla podwójnej diody D1 ten współczynnik wynosi 4,6 mV/K, to wartość rezystora R4 powinna być równa w przybliżeniu $R5 \times 21,5 / (4,5) = 102 \times 21,5 / 4,6 = 476,7$ kΩ. W celu

zapewnienia regulacji w zakresie co najmniej $\pm 5\%$ zastosowano w szereg z rezystorem R4 rezystor nastawny o nominalnej wartości R4a = 50 kΩ, zmniejszając jednocześnie rezystor R4 o połowę tej wartości, czyli o 25 kΩ, co daje $476,7 - 25 = 451,7$ kΩ. Przyjęto dostępną z szeregu E96 wartość R4 = 453 kΩ.

Znając wartości R4 i R5 można już określić napięcie na zaciskach regulatora VR2 w temperaturze otoczenia 21°C. Wynosi ono:

$$(9) U_T = U_{OUT1} - U_{OUT} = U_{REF} + R4 \times (U_{REF} - U_D) / R5 = 2,5 + 476,7 \times (2,5 - 0,82) / 102 = 10,35 \text{ V}$$

Obliczona wartość $U_T = 10,35$ V odpowiada środkowemu położeniu rezystora nastawnego R4a.

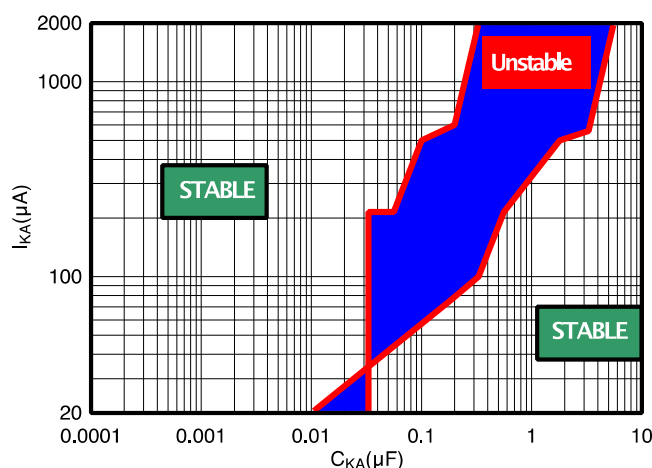
Następnym obliczanym elementem jest rezystor R1 z rysunku 3 (R1 wraz z R1a na rysunku 5). Zgodnie z (5) jego wartość wynosi:

$$(10) R1 = R2 \times \{ [U_{O1MAX} + \Delta U_O / \Delta U_X \times (U_{XMIN} - U_{REF})] / U_{REF} - 1 \} = 19,1 \times \{ [-24,5 + 10,35 + (5/3,1) \times (0,1 + 1,176)] / (-1,176) - 1 \} = 177,3 \text{ k}\Omega$$

W celu zapewnienia regulacji zastosowano rezystor nastawny R1a o maksymalnej rezystancji R1a = 20 kΩ i zmniejszono obliczoną wartość R1 o 10 kΩ: $177,3 - 10 = 167,3$ kΩ. Zastosowano wartość z szeregu E96: R1 = 169 kΩ.

Ostatnim elementem do obliczenia jest rezystor R3 z rysunku 3. W finalnej wersji układu z rysunku 5 odpowiada mu suma rezystorów R3, R3a i R3b. Ich łączna rezystancja zgodnie z (2) wynosi: $R1 \times \Delta U_X / \Delta U_O = 177,3 \times 3,1 / 5 = 109,93$ kΩ. Przyjęto (11) R3 = 54,9 kΩ, R3a = 45,3 kΩ, R3b = 20 kΩ.

Dodatkowego komentarza wymaga użycie kondensatora C1 podłączonego równolegle do stabilizatora bocznikowego VR2. Zmniejsza on rezystancję dynamiczną układu VR2 i wpływa na jego stabilność. Wartość tego kondensatora należy dobrać w zależności od warunków pracy układu – będzie to omówione poniżej. Zastosowano kondensator ceramiczny o dielektryku X7R na napięcie 25 V i pojemności C1 = 1 µF.



Rys. 6. Diagram stabilności układu ATL432 dla napięcia 10 V (fragment z noty aplikacyjnej SLVSCV5D firmy Texas Instruments)

Wartość kondensatora C1 należy dobrać odpowiednio do warunków pracy układu. Istotne są 2 czynniki – napięcie i prąd anoda-katoda. Jest to bardzo ważne, gdyż nieodpowiednia wartość C1 może powodować niestabilność układu. W nocie aplikacyjnej producent podaje kilka

diagramów opisujących stabilności układu w zależności od warunków jego pracy. W zastosowanej konfiguracji prąd anoda-katoda układu VR2 jest sumą prądu płynącego przez rezystor R2 i rezystory R3, R3a, R3b, pomniejszoną o prąd dzielnika R4, R4a, R5. Maksymalna wartość tego prądu występuje dla najmniejszego napięcia wyjściowego, co odpowiada największemu założonemu napięciu sterującemu. Dla $U_x = 3,2$ V i R3b ustawionego na minimum (zero), prąd płynący przez gałąź rezystora R3 wynosi $(3,2 + 1,176) / (54,9 + 45,3) = 43,7$ μ A. Dodając do niego prąd rezystora R2 wynoszący 61,6 μ A i odejmując prąd dzielnika R4, R4a, R5 o wartości 16,5 μ A otrzymuje się prąd anoda-katoda układu VR2 wynoszący $43,7 + 61,6 - 16,5 = 88,8$ μ A. Obliczone wcześniej stabilizowane napięcie VR2 wynosi 10,35 V, wobec tego należy skorzystać z załączonego poniżej diagramu z noty aplikacyjnej układu dla napięć około 10 V (rysunek 6).

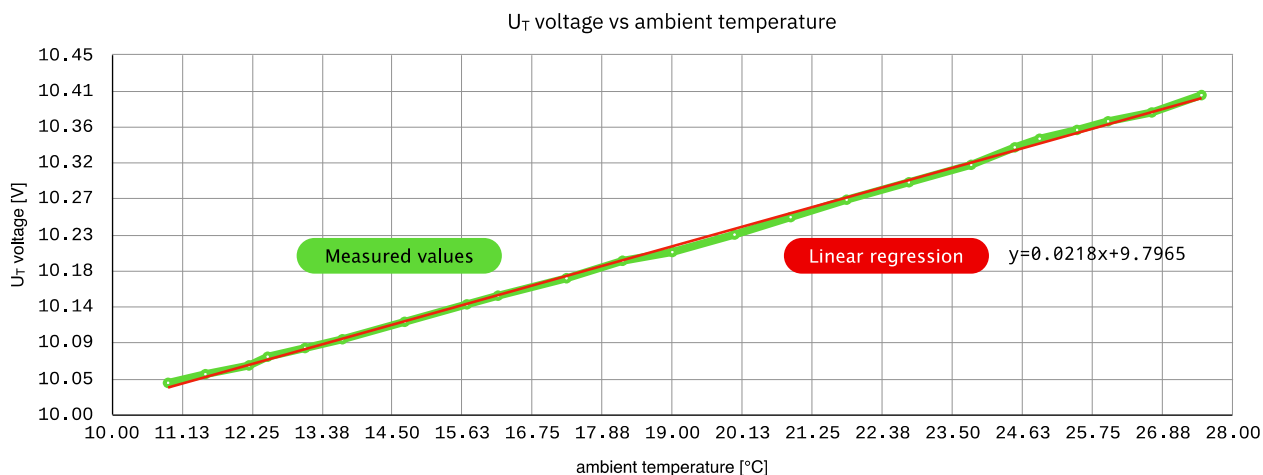
Jak wynika z diagramu, dla kondensatora C1 o pojemności 1 μ F układ jest stabilny aż do wartości prądu rzędu 300 mA, czyli aż ponad 3 rzędy wielkości ponad wymaganą wartość. Według danych z noty aplikacyjnej, dla napięć powyżej 10 V układ jest bezwarunkowo stabilny, niezależnie od wartości kondensatora C1 i prądu, jednak ze względu na niewielki margines bezpieczeństwa ($10,35 - 10 = 0,35$ V) lepiej w tym przypadku posługiwać się diagramem z rysunku 6.

Kalibracja układu

Kalibracja dotyczy 3 parametrów zasilacza: ustawienia maksymalnej różnicy napięcia wyjściowego właściwej dla maksymalnej zmiany napięcia regulacyjnego, wymaganej wartości napięcia wyjściowego i współczynnika temperaturowego. Ponieważ regulacja współczynnika temperaturowego jest praktycznie niezależna od pozostałych parametrów, kalibrację należy rozpocząć właśnie od niej. Cały proces można przeprowadzić według następującego schematu:
Faza wstępna

1. Przed podłączeniem zasilania ustawić wszystkie trzy rezystory nastawne w położeniu środkowym.
2. Podłączyć zasilanie -30 V.
3. Do wejścia sterującego U_x podłączyć napięcie 0,1 V, a rezystorem R4a ustawić wartość napięcia U_T (między końcówkami U_{OUT} a U_{OUT1}) na 10,35 V.
4. Rezystorem R1a ustawić napięcie w punkcie U_{OUT1} na -14,15 V (24,5 - 10,35).
5. Do wejścia sterującego U_x podłączyć napięcie 3,2 V i sprawdzić napięcie U_{OUT1} , które powinno wynosić -19,15 V (29,5 - 10,35); w razie potrzeby skorygować je rezystorem nastawnym R3b.
6. Ponownie podłączyć do wejścia sterującego U_x napięcie 0,1 V i w razie potrzeby skorygować rezystorem nastawnym R1a.
7. Czynności z punktów 4, 5 i 6 powtarzać dotąd, aż uzyska się wymagany zakres zmian i wartości napięcia U_{OUT1} .
- Faza końcowa
8. Umieścić zasilacz w pojemniku o temperaturze powietrza 30°C i pozostawić na kilka minut, aby wszystkie podzespoły uzyskały podobną temperaturę, następnie zmierzyć napięcie $U_T(30)$.
9. Umieścić zasilacz w pojemniku o temperaturze powietrza 10°C i pozostawić na kilka minut, aby wszystkie podzespoły uzyskały podobną temperaturę, następnie zmierzyć napięcie $U_T(10)$.
10. Sprawdzić różnicę $\Delta U_T = U_T(30) - U_T(10)$; powinna ona wynosić $20 \times 21,5 = 430$ mV. W razie potrzeby skorygować ją rezystorem nastawnym R4a i powtórzyć czynności z punktu 8 i 9.
11. Umieścić zasilacz w pojemniku o temperaturze powietrza 21°C i pozostawić na kilka minut, aby wszystkie podzespoły uzyskały podobną temperaturę,
12. Powtórzyć czynności z punktów 5, 6 i 7, ale zamiast napięcia U_{OUT1} mierzyć napięcie wyjściowe U_{OUT} , które wraz ze zmianą napięcia sterującego od 0,1 do 3,2 V powinno się zmieniać od -24,5 do -29,5 V.

Wyniki pomiarów zbudowanego modelu



[°C]	27.50	26.70	26.00	25.50	24.90	24.50	23.80	22.80	21.80	20.90	20.00	19.00	18.20	17.30	16.20	15.70	14.70	13.70	13.10	12.50	12.20	11.50	10.90
[V]	10.40	10.38	10.37	10.36	10.35	10.33	10.31	10.29	10.27	10.25	10.23	10.20	10.19	10.17	10.15	10.14	10.12	10.09	10.08	10.07	10.06	10.05	10.04

Rys. 7. Zależność napięcia U_T od temperatury otoczenia

Po skalibrowaniu układu uzyskano możliwość programowej zmiany napięcia wyjściowego od 24,2 do 29,6 V (w temperaturze otoczenia 24°C). Mimo że jest to zakres nieco większy niż wymagany, to dalsza kalibracja

nie była przeprowadzona, ponieważ w żaden sposób nie przeszkadza to w uzyskaniu potrzebnego napięcia. Zamiast napięcia wyjściowego zmierzono zależność napięcia U_T od temperatury, które co do wartości bezwzględnej jest

mniejsze, ale zmienia się dokładnie tak samo. Umożliwiło to przełączenie multimetru na dokładniejszy zakres. Udało się przeprowadzić pomiary dla zakresu temperatur otoczenia od 10,9°C do 27,5°C. Otrzymane wyniki pokazuje rysunek 7 na poprzedniej stronie. Zielony wykres pokazuje wartości zmierzone, natomiast czerwona linia jest to regresja liniowa o współczynnikach podanych obok czerwonego napisu. Jak widać, zależność napięcia U_T (w więc także wyjściowego) jest z bardzo dobrym przybliżeniem liniowa, ze współczynnikiem 21,8 mV/K, co wobec założonej wartości 21,5 mV/K jest rezultatem bardzo dobrym (różnica poniżej 1,4%). Uzyskanie jeszcze lepszej dokładności jest jak najbardziej możliwe, ale wymaga zastosowania odpowiedniego pojemnika termostaticznego, który w momencie testów nie był dostępny. Warty odnotowania jest fakt, że po kalibracji wartości wszystkich użytych w układzie rezystorów nastawnych mieszczą się między 1/3 a 2/3 swoich nominalnych wartości. Potwierdza to dobrą zgodność wartości obliczonych teoretycznie z wartościami w rzeczywistym układzie.

Podsumowanie

Napięcie polaryzacji krzemowych fotopowielaczy odgrywa kluczową rolę w procesie pomiarowym. Opisany w artykule zasilacz został zbudowany w oparciu o ogólnodostępne podzespoły. Dodanie niewielkiej liczby dodatkowych elementów (konkretnie 4 rezystorów, 3 rezystorów nastawnych, 2 kondensatorów, 1 podwójnej diody i 1 stabilizatora bocznikowego) do układu typowego zasilacza liniowego umożliwiło dobrą (odbiegającą od idealnej o nie więcej niż 1,4%) kompensację napięcia przebicia SiPM w funkcji temperatury, a także jego płynną regulację w całym użytecznym zakresie (w opisywanym przypadku od 24,5 V do 29,5 V). Koszt takiej modyfikacji jest znikomy, dodatkowa komplikacja układu niewielka, a użyte elementy nie wpływają w istotny sposób na wielkość płytki drukowanej (największe gabarytowo elementy,

rezystory nastawne, można po kalibracji całkowicie wyeliminować, zastępując je zwykłymi rezystorami). Wszystkie te cechy przemawiają na korzyść opisywanego rozwiązania, uzasadniając jego praktyczne stosowanie.

Autorzy: mgr inż. Tomasz Matajek, Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-537 Łódź, e-mail: tomasz.matajek@dokt.p.lodz.pl; prof. dr hab. inż. Volodymyr Mosorov, Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-537 Łódź, e-mail: volodymyr.mosorov@p.lodz.pl.

LITERATURA

- [1] Javakhishvili O., Keshelashvili I., McHedlishvili, D.A storage ring EDM polarimeter (2020), *Journal of Physics: Conference Series*, 1561 (1), art. no. 012011, DOI: 10.1088/1742-6596/1561/1/012011
- [2] Tsutsumi Y., Fujieda I., Design of a highly sensitive position-sensitive detector based on redshifts in photoluminescence spectra (2020), *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 11504, art. no. 1150408, DOI: 10.1117/12.2567823
- [3] Müller F., The EDM polarimeter development at COSY-Jülich (2019), *Hyperfine Interactions*, 240 (1), art. no. 10, DOI: 10.1007/s10751-018-1546-7
- [4] Keshelashvili I., Müller F., McHedlishvili D., Shergelashvili, D. A new approach: LYSO based polarimetry for the EDM measurements (2019), *Journal of Physics: Conference Series*, 1162 (1), art. no. 012029, DOI: 10.1088/1742-6596/1162/1/012029
- [5] <https://eu.mouser.com/ProductDetail/onsemi/MICROFC-60035-SMT-TR?qs=byeeYqUIh0NL1tLUEc9yUw%3D%3D>
- [6] Lai X. & Donglai X. U. (2020). An improved CMOS error amplifier design for LDO regulators in communication applications. *7th WSEAS Int. Conf. on Electronics, Hardware, Wireless and Optical Communications*.
- [7] <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a30.pdf>
- [8] Andrzej Dębowski, *Automatyka. Podstawy teorii*, Wydawnictwo Naukowe PWN, ISBN: 978-83-01-18596-1, 2017